

(19)日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-216879

(43)公開日 平成6年(1994)8月5日

(51)Int.Cl.<sup>9</sup>

H 0 4 J 13/00

// H 0 3 D 9/00

識別記号

A 8949-5K

7350-5J

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 3 F D (全 14 頁)

(21)出願番号

特願平5-23313

(22)出願日

平成5年(1993)1月18日

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72)発明者 永田 良茂

神戸市兵庫区和田崎町1丁目1番2号 三

菱電機株式会社制御製作所内

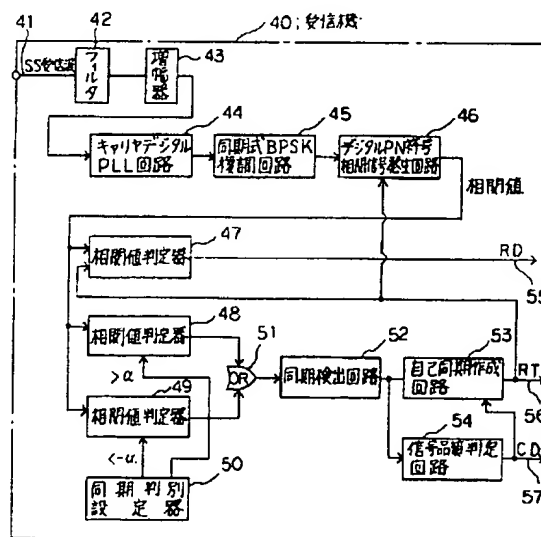
(74)代理人 弁理士 宮園 純一

(54)【発明の名称】 スペクトラム拡散通信方法

(57)【要約】

【目的】 多重通信や外乱要素の多い移動体通信においても精度良く通信を行えるようにする。

【構成】 受信機40は、送信機からの送信波に同期する形でバイナリ位相シフトキーイング復調を同期式BPSK復調回路45で行う。その復号ビットの1ビット毎に過去のNビットに対して擬似雑音符号との相関値をデジタルPN符号相関信号発生回路46より出力する。次に相関値を擬似雑音符号のNビットに対して順次加算し、相関値を対雑音に対する確率現象と見なし、相関値が正か負かによる多数決判定を相関値判定器47で施し、送信データを解読する。



41: SS受信入力線  
55: 受信データ線  
56: タイミング信号線  
57: キャリヤ波出力線

#### 【特許請求の範囲】

【請求項1】 スペクトラム拡散変調方式により変調されたデータを送信する送信機と、上記送信機からのデータを受信しスペクトラム拡散変調方式により受信データを復調する受信機とを備えたデータ通信システムにおいて、上記送信機は、送信データに対して1ビットをNビットの擬似雑音符号として発生させ、上記送信データの極性に応じて上記擬似雑音符号を正極性と逆極性に分け、上記擬似雑音符号に同期する形でバイナリ位相シフトキーイング変調を加え、更に不要帯域伝送に制限を加え、上記送信データを送信波として送信し、上記受信機は上記送信機からの送信波に同期する形でバイナリ位相シフトキーイング復調を行い、その復号ビットの1ビット毎に過去のNビットに対して上記擬似雑音符号との相関値を上記擬似雑音符号のNビットに対して順次加算させ、上記相関値を雑音に対する確率現象と見なし、上記相関値が正か負かによる多数決判定を施し、上記送信データを解読することを特徴とするスペクトラム拡散通信方法。

【請求項2】 受信機における同期確立が成立した状態で受信タイミングに同期して送信機は、送信データの極性を固定した状態で送信波およびその逆極性の送信波を作り、上記受信機は、上記送信波を受信し該受信波の帯域通過後の高周波増幅波と上記送信波と、上記高周波増幅波と上記逆極性送信波とを各々別々に合成し、各々検波し、各々の検波出力を比較して検波出力のレベルが低い方に対応する検波出力を選択し、この選択出力に対して位相反転の高周波へ変換した反転高周波と、上記高周波増幅波とを合成することを特徴とする請求項第1項記載のスペクトラム拡散通信方法。

【請求項3】 受信機では、相関値のスレッシュホールド値を送信波との同期判別出力により制御することを特徴とする請求項第1項記載のスペクトラム拡散通信方法。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

【産業上の利用分野】 この発明はスペクトラム拡散変調方式により変調されたデータを送信する送信機と、この送信機からのデータを受信しスペクトラム拡散復調方式により受信データを復調する受信機とを備えたデータ通信システムにおけるスペクトラム拡散通信方法に関するものである。

##### 【0002】

【従来の技術】 図11は、従来の一般的なスペクトル拡散通信方法の原理を文献「図説通信方式（理論と実際）、工学図書株式会社刊、昭和60年12月」から抜き出したもので、この方法によるデータ通信システムのブロック図を示す。図11において、1は搬送波発生器、2は1次変調信号、3は搬送波発生器1からの搬送波を1次変調信号1で変調する1次変調回路、5はPN（擬似雑音）符号による拡散信号発生器、4は上記1次

変調回路3の出力信号を拡散信号発生器5の出力信号で拡散変調し、空中線6からSS（周波数拡散）送信波として出力する拡散変調回路である。各々の変調の様子を図12に示す。特に1次変調波の特定周波数にエネルギーの集中したスペクトルに対して、拡散変調したものは拡散信号の変調速度に応じて拡散されたスペクトルとなることを示している。以上が送信機の構成である。

【0003】 図11において、一方7は空中線、8は逆拡散変調回路、10は拡散信号発生器、9は1次変調波の復調回路であり、以上が受信機の構成である。図13に示すように拡散変調された入力信号を逆拡散変調することにより送信波に対して同期確立された状態では拡散信号は元の変調信号に戻り上記1次変調信号2である特定周波数にエネルギーの集中したスペクトルに戻ることを行わしている。記述が省略されているが同期確立されていない状態で考えると、復調信号の拡散スペクトルを集中スペクトルになるように送信波に対して同期確立がなされるように位相制御を行うことによりSS通信が成立することを示している。

##### 【0004】

【発明が解決しようとする課題】 従来のスペクトラム拡散通信方法は、逆拡散変調回路8、1次変調波の復調回路9、復調信号11、および拡散信号発生器10から成るフィードバックループを介してアナログ的に相関を取る形で同期を確立する方式であり、ノイズおよび多重通信等の外乱信号によりフィードバックループが不安定になることが考えられる。又アナログ的な微妙な調整を必要とし技術的にも困難であった。したがって、従来方法では多重通信や外乱要素の多い移動体通信においては技術的精度が低く、問題とするところが多かった。

【0005】 この発明は上記の問題点を解決するためになされたものであり、調整の不要なデジタル処理を用い、フィードバックループを伴わない形で同期確立と復号を実現し、又、同期確立後逆拡散信号を加えることにより多重通信や外乱要素の多い移動体通信においても十分実用可能な通信ができるようにするスペクトラム拡散通信方法を提供することを目的とする。

##### 【0006】

【課題を解決するための手段】 請求項1の発明においては、送信機20は、送信データに対して1ビットをNビットの擬似雑音符号としてPN符号発生回路26より発生させ、上記送信データの極性に応じて上記擬似雑音符号を正極性と逆極性に分け、上記擬似雑音符号に同期する形でバイナリ位相シフトキーイング変調を同期式BPSK変調回路27で加え、更に不要帯域伝送に制限を帯域通過フィルタ28で加え、上記送信データを送信波として送信し、受信機40は、上記送信機20からの送信波に同期する形でバイナリ位相シフトキーイング復調を同期式BPSK復調回路45で行い、その復号ビットの1ビット毎に過去のNビットに対して上記擬似雑音符号

との相関値をデジタルPN符号相関信号発生回路46より出力し、その相関値を上記擬似雑音符号のNビットに対して順次加算させ、上記相関値を対雑音に対する確率現象と見なし、上記相関値が正か負かによる多数決判定を相関値判定器47で施し、上記送信データを解読するものである。

【0007】請求項2の発明においては、受信機40における同期確立が成立した状態で受信タイミングに同期して送信機20は、送信データの極性を固定した状態で送信波およびその逆極性の送信波を作り、上記受信機40は、上記送信波を受信し該受信波の帯域通過後の高周波増幅波と上記送信波と、上記高周波増幅波と上記逆極性送信波とを各々別々に合成器61、62で合成し、検波器63、64で各々検波し、各々の検波出力を比較器65で比較して検波出力のレベルが低い方に対応する検波出力をアナログスイッチ66で選択し、この選択出力に対して位相反転の高周波へ変換した反転高周波と上記高周波増幅波とを合成器69で合成するものである。

【0008】請求項3の発明においては、受信機40は、相関値のスレッシュールド値を同期判別設定器50の出力により制御するものである。

【0009】

【作用】請求項1の発明において、送信機20では、PN符号発生回路26は送信データに対して1ビットをNビットの擬似雑音符号として発生し、同期式BPSK変調回路27は送信データの極性に依じて擬似雑音符号を正極性と逆極性に分け、擬似雑音符号に同期する形でバイナリ位相シフトキーイング変調し、帯域通過フィルタ28はバイナリ位相シフトキーイング変調信号の不要帯域伝送に制限を加え、送信波を送信する。受信機40では、同期式BPSK復調回路45は送信機20からの送信波に同期する形でバイナリ位相シフトキーイング復調を行い、デジタルPN符号相関信号発生回路46は復号ビットの1ビット毎に過去のNビットに対して擬似雑音符号との相関値を出力し、相関値判定器47は相関値を擬似雑音符号のNビットに対して順次加算し、信号品質判定回路54は相関値を対雑音に対する確率現象と見なし、相関値が正か負かによる多数決判定を施して送信データを解読する。

【0010】請求項2の発明において、送信機20は受信機40における同期確立が成立した状態で受信タイミングに同期して送信データの極性を固定した状態で送信波およびその逆極性の送信波を作る。受信機40では、送信波を受信し、合成器61、62は該受信波の帯域通過後の高周波増幅波と、送信波と、高周波増幅波と逆極性送信波とを各々合成し、検波器63、64はそれらを各々検波し、比較器65は各々の検波出力を比較し、アナログスイッチ66で検波出力のレベルが低い方に対応する検波出力を選択し、合成器69は選択出力に対して位相反転の高周波へ変換した反転高周波と高周波増幅波

とを合成する。

【0011】請求項3の発明における受信機40において、同期判別設定器の出力は相関値のスレッシュールド値を制御する。

【0012】

【実施例】実施例1（請求項1対応）. 図1はこの発明の実施例1によるデータ通信システムにおける送信機の構成を示すブロック図である。図2は上記送信機の送信スペクトル特性を示す図である。図3は受信機の構成を示すブロック図である。また、図4と図5はこの実施例1の動作を示すフローチャートである。

【0013】図1において、20はスペクトラム拡散（SS）変調方式による送信機である。図1において、変調すべきシリアル送信データSD、送信要求信号RS、および送信タイミング信号STにもとづいて、送信タイミング作成回路25においてタイミング制御を行い、PN符号発生回路26において符号長NビットのPN符号を作成し、送出する。同期式BPSK変調回路27において、同期式BPSK変調を行う。そのスペクトルは図2に示すように特性30のようになる。この特性30のうち必要な基本波部分31のみを通過させる帯域通過フィルタ28を通すことにより、SS送信波が得られる。なおシリアル送信データSDの送信タイミングは内部タイミングに同期させる場合は送信タイミング信号STとして出力し、外部タイミングに同期させる場合は外部同期タイミング信号ST'を入力する。なお、21は図示送信側の処理装置からの送信要求信号RSを入力するための送信要求信号線、22は送信タイミング信号STを上記処理装置へ出力するための送信タイミング信号線、23は外部同期タイミング信号ST'を入力するための外部同期タイミング信号線、24は上記処理装置からのシリアル送信データSDを入力するためのシリアル送信データ線、29は図示しない伝送路へSS送信波を出力するためのSS送信波出力線である。

【0014】一方、図3において、スペクトラム拡散（SS）復調方式による受信機40は上記送信機20からのSS送信波を図示しない伝送路を介してSS受信波として入力する。帯域通過フィルタ42および高周波増幅器43を介して、キャリアデジタルPLL回路44を通すことにより、伝送路の外乱要因による位相ジッターを吸収させ、同期式BPSK復調回路45によりキャリアに同期した形でパルス列へ復号され、デジタルPN符号相関信号発生回路46にて復号1ビット毎に、過去の符号長NビットとテキストコードNビットを比較して同一ビットの場合「+1」、異なる場合「-1」として加算させるような相関値を作成する。同期検出時は相関値としては正極性の誤りのない受信の場合「+N」、逆極性の場合「-N」を取り、その他の場合は「0」に近い値で分布する。信号のないノイズだけの状態の場合も「0」に近い値に確率的に分布する。別途、同期タイミ

ング信号RTに同期した形で相関値判定器47から受信PN符号の相関値を正の場合「1」、負の場合「0」として受信データRDとして信号線55から出力する。すなわち多数決判定を行っている。

【0015】一方、相関値判定器48および相関値判定器49はPN符号の正および逆極性のPN符号に合わせてその同期を獲得する為のものであり、同期判別設定器50へ設定されたスレッシュホールド値 $\alpha$ を入力し、上記相関値と比較する。相関値判定器48は相関値が $\alpha$ より大の場合に、相関値判定器49は相関値が $-\alpha$ より小の場合にパルスを出力するが、いずれの出力があった場合にもOR回路51から同期確立があったとして同期検出回路52を作動させ、内部タイミングで動作するが、同期検出回路52の出力があった場合にはタイミング計数カウンタをリセットさせるように動作する自己同期作成回路53からタイミング信号RTを信号線56から出力する。タイミング信号RTは相関値判定器47による受信判定タイミングとして作動しそのタイミングにより上記受信の多数決判定を有効にする。キャリア検出信号CDとして出力する為の信号品質判定回路54は同期検出回路52の出力をタイマー的に監視して一定時間以内に出力が得られた場合に回線品質が確保されていると判断し、キャリア検出信号CDを出力し、タイミング信号RTおよび受信データRDの有効性を外部へ伝えるように働く。

【0016】なお、41は図示しない伝送路からのSS送信波をSS受信波として入力するためのSS受信波入力線、55は受信データRDを図示しない受信側の処理装置へ出力するための受信データ線、56は上記処理装置へタイミング信号RTを出力するためのタイミング信号線、57は上記処理装置へキャリア検出信号CDを出力するためのキャリア検出信号線である。

【0017】次に図4と図5のフローチャートを参照してこの実施例1の動作について説明する。送信機20において、シリアル送信データSDおよび送信タイミング信号STに対してシリアル送信データSDの1ビットをNビットの擬似雑音符号(PN符号)として発生させ、シリアル送信データSDの「1」、「0」の極性に応じて(ステップS1)PN符号を正極性と(ステップS2)、その反転符号である逆極性とに分けて伝送し(ステップS3)、そのPN符号に同期する形でバイナリ位相シフトキーイング(BPSK)変調を加え(ステップS4)、不要帯域伝送に制限を加える帯域通過フィルタ28を通して外部へ出力させる高周波レベルまで同期させたSS送信波として送信する(ステップS5)。

【0018】一方、受信機40において、上記SS送信波をSS受信波として入力し(ステップS6)、帯域通過フィルタ42を通した後、増幅し復号する過程で送信波に同期する形でBPSK復調を行い(ステップS7)、その復号ビットの1ビット毎に過去のNビットに

対して上記PN符号との相関を算出する(ステップS8)。たとえば「1」、「0」の極性が元のPN符号の極性と合う場合には「+1」、異なる場合には「-1」とする相関値をPN符号長Nビットに対して順次加算させその相関値「N」から「-N」までを対雑音に対する確率現象と見なし次の様に処理する。

【0019】相関値判定器47においては相関値が正か負かによる多数決判定をすなわち多数決判別を施し、BPSK復調のS/N比に対する復号能力がS/N比の悪い状態(NがSに比して十分大)でも符号エレメントエラー率が0.5に近づくことを利用して確率的にN倍のS/N改善を行うものである。その為には同期が確立していることが条件となるが相関値判定器48、49において一定の相関値のスレッシュホールド値「 $\alpha$ 」を設けPN符号の正、逆極性の相関値が各々「 $\alpha$ 」以上(ステップS9)と「 $-\alpha$ 」以下(ステップS10)を検出させ、その検出値が得られた場合に同期確立条件が成立したものと判定し、そのタイミングに同期して自己同期作成タイミング信号RTを発生させ(ステップS12、S13、S14、S17)、同期確率条件が得られない場合にも内部タイミングで同期を維持するようにすると同時に、上記同期確立条件が有効かどうかをタイマー動作で判定し(ステップS15、S16)、有効であればキャリア検出信号CDを出力する。また、相関値が「0」以上の場合、復号「1」の判定出力を得(ステップS11、S18)、相関値が「0」未満の場合、復号「0」の判定出力を得る(ステップS11、S19)。これにより受信データRDが得られる。なお、図4の処理において、送信データの伝送速度は例えば128Kb/s、ステップS2、S3の処理速度は16.256Mb/s、SS送信波の周波数は2.4384GHz、SS受信波の周波数は2.4384GHz、BPSK復調速度は16.256Mb/sである。図5の処理において、受信データRDの出力速度は128Kb/sである。これらは参考値である。

【0020】図6にBPSK方式のモデムの復調特性をS/Nを横軸にエレメントエラー率 $p_e$ を縦軸に示す。図6において、元の同期式BPSKの特性L1に対して15ビット(約12dB改善)、31ビット(約14dB改善)、63ビット(約17dB改善)、127ビット(約20dB改善)のPN符号による多数決判別を行った結果のエレメントエラー率はL2、L3、L4、L5で示すようになり、 $-S/N$ でも十分実用回線にできることを示す。

【0021】一方、図7と図8はスレッシュホールドをパラメータとして同期確立率を表わしたもので、横軸は図6に同じくS/Nを、縦軸に同期の得られるPN符号ブロックの受信回数を平均値として表わしており、 $E_n$ ( $n$ は0、1、2、...)の $n$ はエラー許容数すなわち上記スレッシュホールド値 $\alpha = N - n$ を表わす。図7は

PN符号ブロックの1つでの同期確立率を表わすが、図8は2回連続したPN符号ブロックの同期確立率を表わしており、回線品質S/Nに対してスレッシュールド値 $\alpha$ と許容時間 $t$ を選定することにより実用回線に適合させることができる。

【0022】なお、図7において、同期確立率E10, E1, E5, E10, E15, E20, E25, E30, E35, E40, E45, E50, E55は、各々(1×10の30乗)、(1×10の30乗を超える)、(3.9×10の29乗)、(1.2×10の25乗)、(1.58×10の19乗)、(1.53×10の15乗)、(6.65×10の11乗)、(1.01×10の9乗)、(5.49×10の6乗)、(6.11×10の4乗)、(1.64×10の3乗)、(1×10の2乗)、(1.3×10)の符号長の同期確立平均ビット数を有している。

【0023】また、図8において、同期確立率E15, E20, E25, E30, E35, E40, E45, E50, E55は、各々(1×10の30乗を超える)、(7.01×10の29乗)、(4.42×10の23乗)、(1.02×10の19乗)、(3.01×10の13乗)、(3.73×10の9乗)、(2.7×10の6乗)、(1×10の4乗)、(1.69×10の2乗)の符号長の同期確立平均ビット数を有している。

【0024】実施例2(請求項2対応)。図9は実施例2による他局信号除去SS通信受信機の構成を示すブロック図である。図9において、20は図1に示す送信機と同じであり、40は図3に示す受信機と同じである。この実施例2の受信機は、キャリア同期方式送受信変調方式を応用してSS送信波の受信時に獲得された同期信号にもとづき逆拡散送信信号を送信するが、そのキャリア送信波とその反転位相(逆極性)キャリアとを別々に元の受信キャリアに合成し検波し、その検波レベルの低い方を選択することにより、自局信号の無くなった、又は少なくなった外乱信号のみを取り出し、その信号のレベルは同一で反転位相の逆極性信号を作り、元の受信波に合成させることにより本来の自局信号のみを取り出せるようにした他局信号除去SS通信受信機である。

【0025】図9において、41はSS通信のアンテナからの受信端子であり、42は帯域通過フィルタ、43はAGC機能付高周波増幅器である。初期段階では増幅器43の出力は合成器69をそのまま通り受信機40の入力線41へ入力され復調され、復調出力である受信データRD、復調タイミング信号RT、キャリア検出信号CDを出力するが、キャリア検出信号CDは送信機20を起動させる為に送信要求信号RSとして送信機20に入力され、同様に受信タイミング信号RTは送信タイミング信号STとして入力され、送信データSDは正、逆極性どちらでも良いが、図では「0」側にして送信を開始し、SS送信波出力線29から復調信号に同期した形

でSS送信波を出力する。70は位相反転増幅器であり、入力と同一レベルで位相のみ反転させるものであるが、上記AGC機能付高周波増幅器43の出力であるSS受信増幅波と次の2通りの合成検波を行う。第1の合成検波は上記SS受信増幅波と上記位相反転増幅器70の逆拡散送信波の位相反転増幅器出力とを合成器61にて合成させ検波器63にて検波する。第2の合成検波は上記SS受信増幅波と上記逆拡散送信波とを合成器62にて合成させ検波器64にて検波する。

【0026】本方式は同期式変復調方式をキャリア信号まで取るものであり、合成器61、62の合成においてどちらかが元のSS受信増幅波に比して信号位相が一致し、他方は逆極性となる。少々位相ずれは許容する。比較器65において検波器63、64の検波出力を比較すれば、信号位相が一致するものは元のSS受信増幅波に比してレベルが高くなり、逆極性のものは低くなり、そのレベル差を検出し出力するが、アナログスイッチ66においてレベルの低い方へ選択切替を行う。レベルが低下する分は全入力信号に対して逆拡散信号により自局のSS受信波成分を合成により取り去った結果生じるものである。アナログスイッチ66の出力を位相反転増幅器67で逆極性として合成器69で加算させることにより、上記SS受信増幅波から不要な外乱信号を除去させ本来の自局のSS信号を抜き出し、上記受信機40で高品質性、高信頼化した受信符号を可能とする回路を実現できる。

【0027】特に多重通信を行う場合、他局信号は外来雑音と同じく自局信号に妨害を与えやすいが、自局同期信号獲得後は、逆拡散信号を加えて他局信号除去を行うことにより多重通信路においても高品質、高信頼化受信符号を可能にできる。

【0028】以上説明したように本実施例2は、SS送信波に対して、受信機40で復調するが、送信機20を、受信機40における同期確立が成立した状態で受信タイミング信号RTに同期して極性“1”又は“0”に固定した状態でSS送信波およびその逆極性のSS送信波を作り、SS送信波の帯域通過フィルタ通過後の高周波増幅波と別々に、各SS送信波、逆極性SS送信波とを合成させ各々の合成出力を各々検波し、各々の検波出力を比較し検波出力のレベルの低い方は必要な自局のキャリアレベルが逆相となる為合成によりレベルが低下するが、レベル低下した方の合成出力を切替選択し、その選択出力に対して位相反転の高周波へ変換したものと、SS受信波の高周波増幅出力とを合成させることにより、SS受信波の不要波や雑音等を除去し、自局の希望波のみを選択しSS通信の同一無線周波に対する多重化使用を可能とする。

【0029】実施例3(請求項3対応)。図3の実施例1では、受信機40において同期判別設定器50によりあらかじめ計算された相関値スレッシュールド値を設定

し、その値を超える相関値を得て同期を判別するものであった。本実施例3では、図10に示すように同期検出回路52の出力を入力し、その出力周期が短い場合にスレッシュホールドレベル設定値を上げ逆に長い場合には低下させ実回線にバランスさせるようにした最適スレッシュホールド演算器58を設け、同期判定設定器50を制御させるようにしたものであり、又一定値以下に下がらないようにするものである。その結果、実回線に合わせた同期獲得が自動的に制御され、又そのスレッシュホールド値を知ることにより実回線の評価値を得ることができる。

【0030】本実施例2は、図3の受信機40のうち相関器スレッシュホールド値 $\alpha$ を可変とするが、同期検出回路出力があればスレッシュホールド値を「1」下げ、一定時間無い場合は「1」上げてフロート状態にして実回線に合わせてバランスさせるような最適スレッシュホールド演算器58を設け、同期判別設定器50による相関器スレッシュホールド値 $\alpha$ を制御するものである。

【0031】以上各実施例で説明したスペクトラム拡散通信方法は送信データに関してPN符号で符号変調を加え、その符号変調データに関して同期式バイナリ位相シフトキーイング変調(BPSK変調)を加えることによりSS送信波を作る。一方同期式位相シフトキーイング復調(BPSK復調)のS/Nに対する符号エレメント誤り率を確立現象としてとらえてPN符号過程でデジタル相関により同期を獲得し、同期確立後にPN復号信号をPN符号長の多数決判定させることによりノイズ中にわずかの信号が存在する状態でも通信可能とした方法である。

【0032】したがって、各実施例によれば、デジタル符号変調およびBPSK変調により送信出力までを同期方式とし、その復調・復号も同期方式とすることにより大幅にデジタル回路構成を容易にしBPSKモデムの特性を中心にその回線特性の解析を容易にすると同時に更に次のステップとして逆拡散を加えやすく、回線特性の評価が確実である為回線に合わせた最適同期確立の為の可変スレッシュホールド選択を可能とする。

#### 【0033】

【発明の効果】以上のように請求項1の発明によれば、従来のアナログ方式を取らず符号化・変調および復調・復号のうち符号化をPN符号による符号化変調とした為にデジタル回路化が容易でありLSI化による製造コスト低減が期待でき、特別な調整も不要である。また、回線特性に応じた回線評価が容易であり同期獲得時間と復号によるビット誤り率が数式的に解析でき、本来のSS通信の目的であるS/N改善と、多重通信使用を容易にすることができる。したがって、本発明によれば、多重通信や外乱要素の多い移動体通信においても十分実用可能な通信ができるという効果がある。

【0034】請求項2の発明によれば、送信機では送信

データの極性を固定した状態で送信波および逆極性送信波を作り、受信機では高周波増幅波と送信波と、高周波増幅波と逆極性送信波とを各々別々に合成し、各々検波し、各々の検波出力を比較して検波出力のレベルが低い方に対応する検波出力を選択し、この選択出力に対して位相反転の高周波へ変換した反転高周波と高周波増幅波とを合成するようにしたので、受信波の不要波や雑音等を除去でき、自局の希望波のみを選択し、SS通信の同一無線周波に対する多重化使用を可能とする効果がある。

【0035】請求項3の発明によれば、受信機では相関値のスレッシュホールド値を同期判別出力により制御するようにしたので、実回線に合わせたスレッシュホールド値を知ることができ、実回線の評価値を得ることができるという効果がある。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の実施例1による送信機のブロック図である。

【図2】この実施例1による送信機の周波数スペクトルとフィルタの特性を示す図である。

【図3】この実施例1による受信機のブロック図である。

【図4】この実施例1の動作を説明するためのフローチャートである。

【図5】図4の続きを示すフローチャートである。

【図6】この実施例1においてPN符号化S/N改善特性を示す図である。

【図7】この実施例1において符号長1回による同期確立率を示す図である。

【図8】この実施例1において符号長2回による同期確立率を示す図である。

【図9】この発明の実施例2による受信機のブロック図である。

【図10】この発明の実施例3による受信機のブロック図である。

【図11】従来のデータ通信システムのブロック図である。

【図12】従来の送信機の動作を示す信号波形図である。

【図13】従来の受信機の動作を示す信号波形図である。

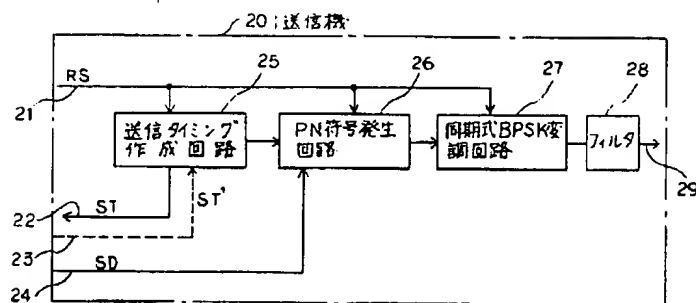
#### 【符号の説明】

- 20 送信機
- 21 送信要求信号線
- 22 送信タイミング信号線
- 23 外部同期タイミング信号線
- 24 シリアル送信データ線
- 25 送信タイミング作成回路
- 26 PN符号発生回路
- 27 同期式BPSK変調回路

28 帯域通過フィルタ  
 29 SS送信波出力線  
 RS 送信要求信号  
 ST 送信タイミング信号  
 ST' 外部同期タイミング信号  
 SD シリアル送信データ  
 40 受信機  
 41 SS受信波入力線  
 42 帯域通過フィルタ  
 43 高周波増幅器  
 44 キャリヤデジタルPLL回路  
 45 同期式BPSK復調回路  
 46 デジタルPN符号相関信号発生回路  
 47, 48, 49 相関値判定器  
 50 同期判別設定器  
 51 OR回路  
 52 同期検出回路

53 自己同期作成回路  
 54 信号品質判定回路  
 55 受信データ線  
 56 タイミング信号線  
 57 キャリヤ検出信号線  
 58 最適スレッシュホールド演算器  
 RD 受信データ  
 RT タイミング信号  
 CD キャリヤ検出信号  
 61, 62 合成器  
 63, 64 検波器  
 65 比較器  
 66 アナログスイッチ  
 67 位相反転増幅器  
 68 アナログスイッチ  
 69 合成器  
 70 位相反転増幅器

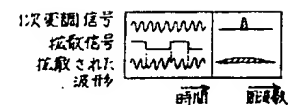
【図1】



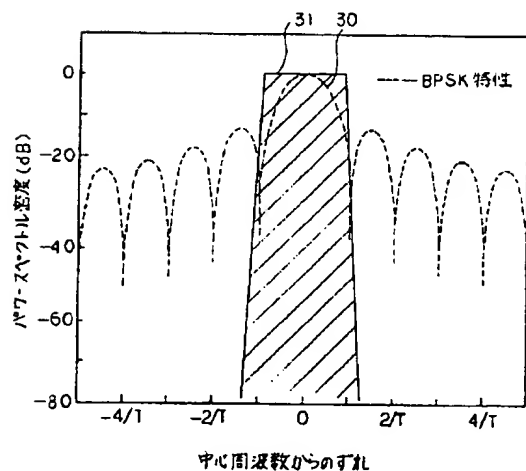
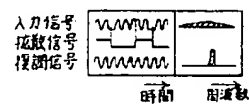
21:送信要求信号線  
 22:送信タイミング信号線  
 23:外部同期タイミング信号線  
 24:シリアル送信データ線  
 29:SS送信波出力線

【図2】

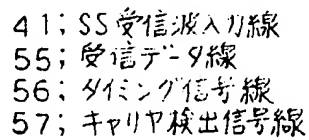
【図12】



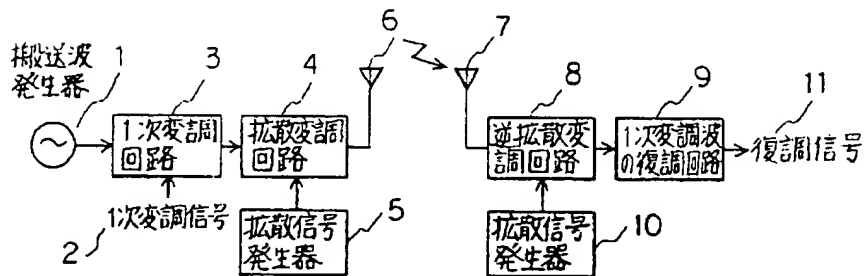
【図13】



【图 3】

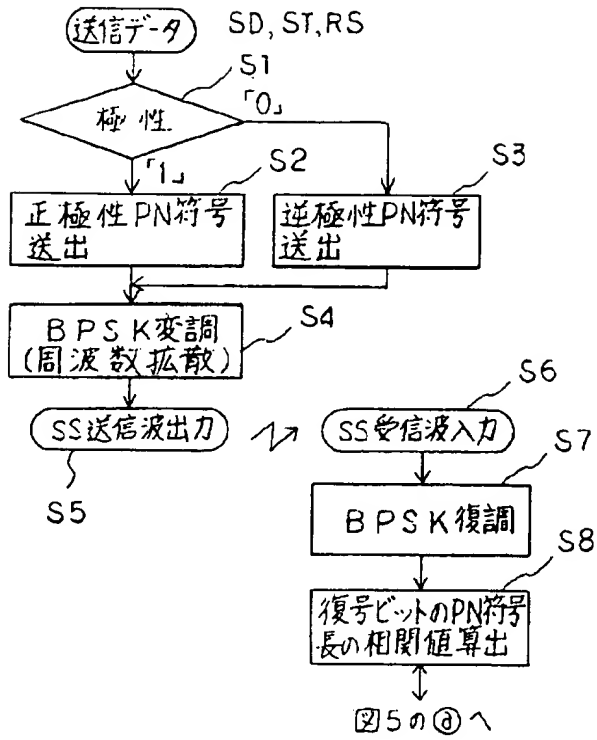


【图 1-1】

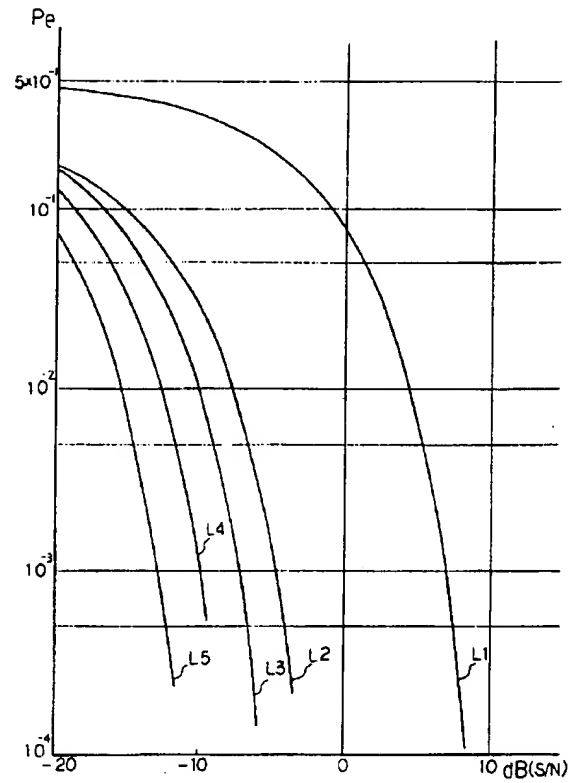




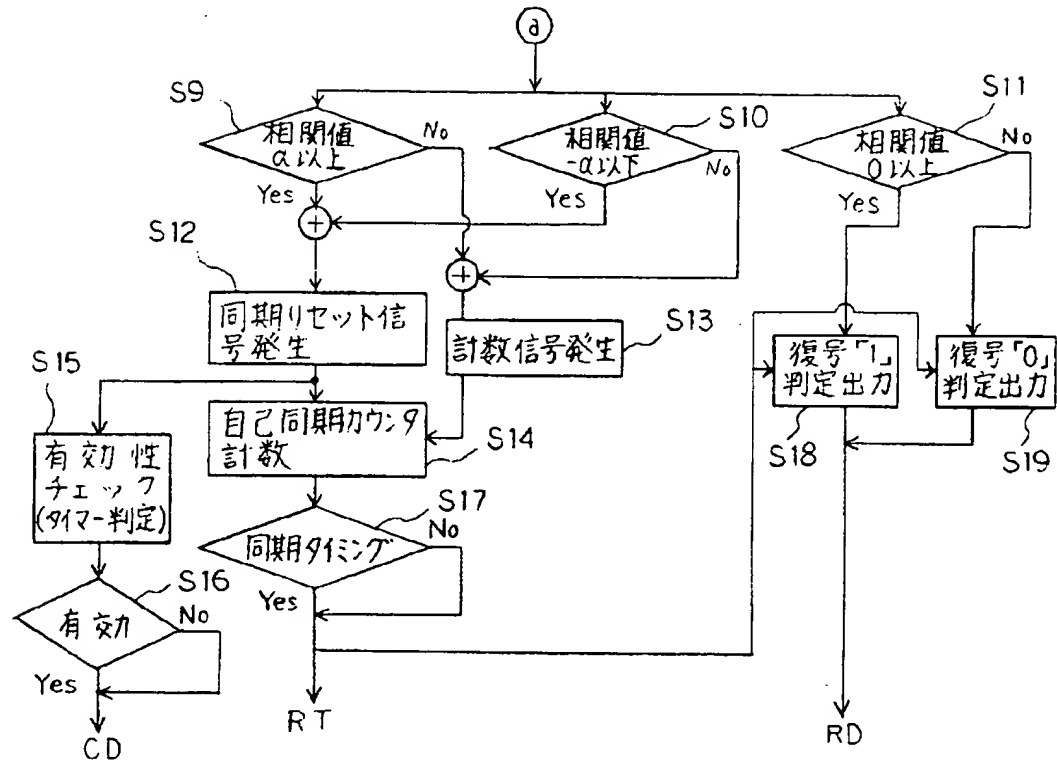
【図4】



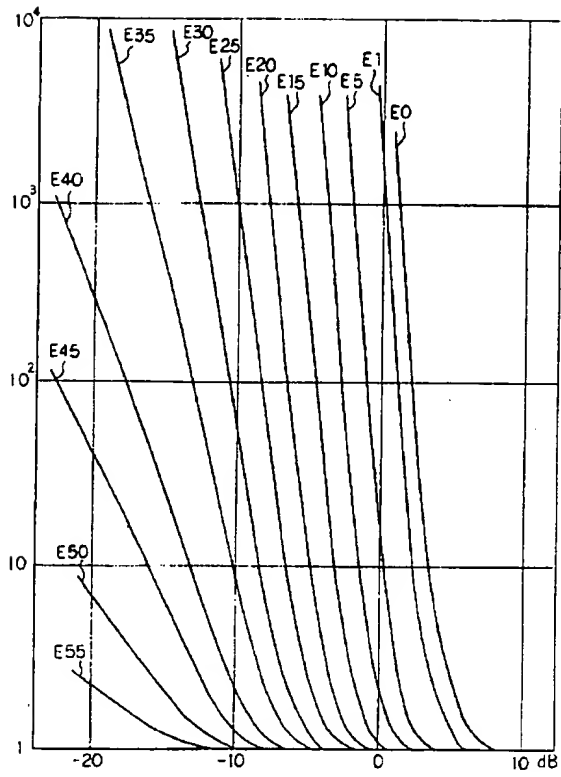
【図6】



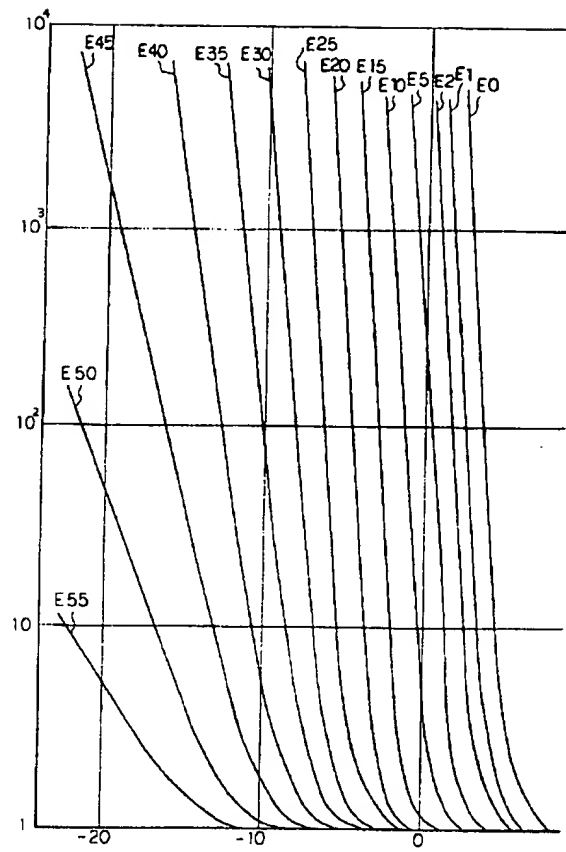
【図5】



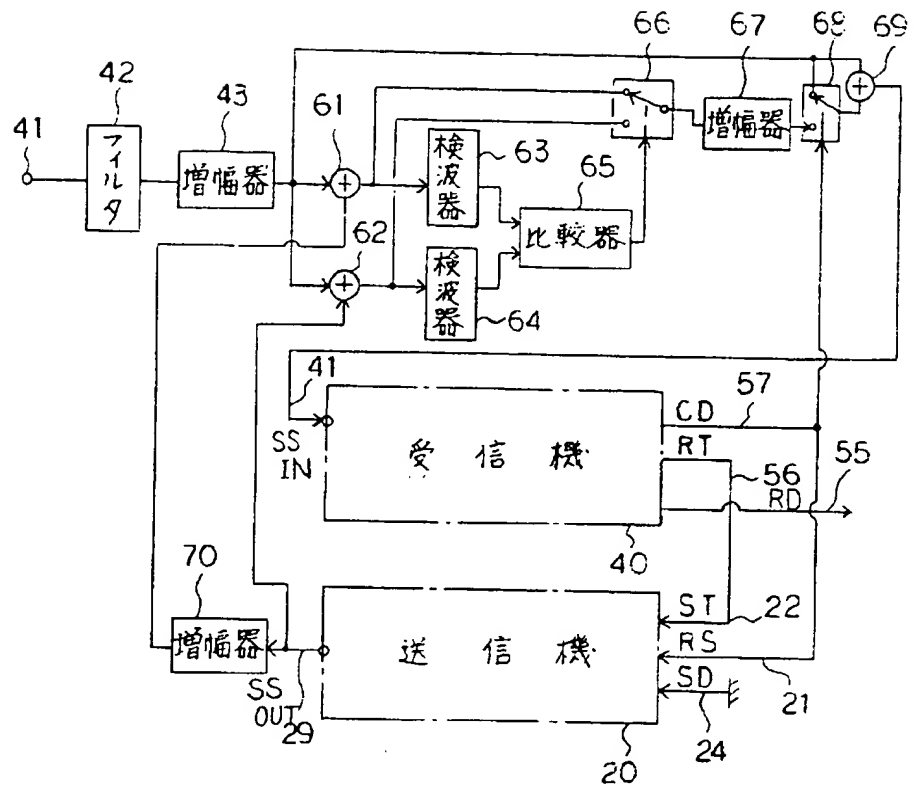
【图 7】



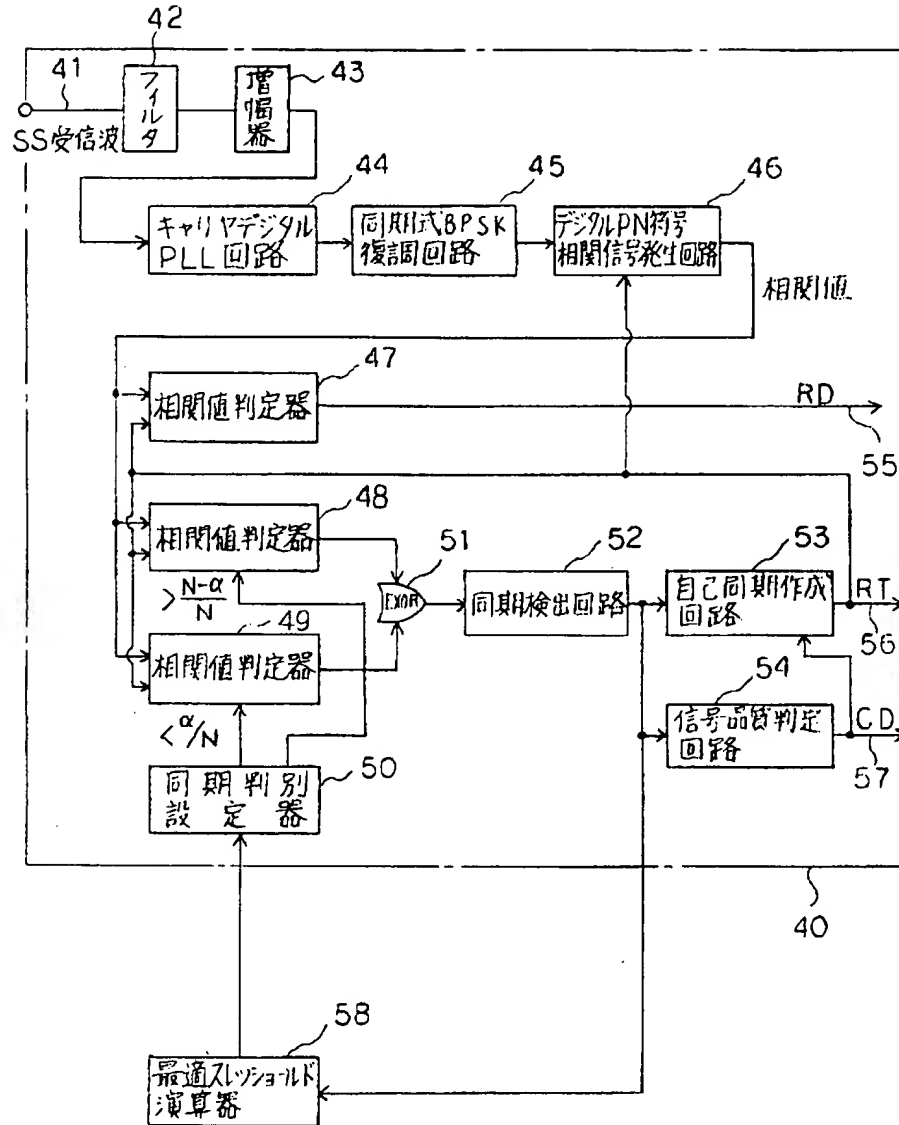
【图 8】



【図9】



【図10】



【手続補正書】

【提出日】平成5年6月21日

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】 スペクトラム拡散変調方式により変調されたデータを送信する送信機と、上記送信機からのデータを受信しスペクトラム拡散変調方式により受信データ

を復調する受信機とを備えたデータ通信システムにおいて、上記送信機は、送信データに対して1ビットをNビットの擬似雑音符号として発生させ、上記送信データの極性に応じて上記擬似雑音符号を正極性と逆極性に分け、上記擬似雑音符号に同期する形でバイナリ位相シフトキーイング変調を加え、更に不要帯域伝送に制限を加え、上記送信データを送信波として送信し、上記受信機は上記送信機からの送信波に同期する形でバイナリ位相シフトキーイング復調を行い、その復号ビットの1ビット毎に過去のNビットに対して上記擬似雑音符号との相

閾値を上記擬似雑音符号のNビットに対して算出させ、上記相関値を対雑音に対する確率現象と見なし、Nビットの自己同期を成立させ自己同期タイミング発生時に上記相関値が正か負かによる多数決判定を施し、上記送信データを解読することを特徴とするスペクトラム拡散通信方法。

【請求項2】 受信機における同期確立が成立した状態で受信タイミングに同期して送信機は、送信データの極性を固定した状態で送信波およびその逆極性の送信波を作り、上記受信機は、上記送信波を受信し該受信波の帯域通過後の高周波増幅波と上記送信波と、上記高周波増幅波と上記逆極性送信波とを各々別々に合成し、各々検波し、各々の検波出力を比較して検波出力のレベルが低い方に対応する検波出力を選択し、この選択出力に対して位相反転の高周波へ変換した反転高周波と、上記高周波増幅波とを合成することを特徴とする請求項第1項記載のスペクトラム拡散通信方法。

【請求項3】 受信機では、相関値のスレッシュホールド値を送信波との同期判別出力により制御することを特徴とする請求項第1項記載のスペクトラム拡散通信方法。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0009

【補正方法】変更

【補正内容】

【0009】

【作用】請求項1の発明において、送信機20では、PN符号発生回路26は送信データに対して1ビットをNビットの擬似雑音符号として発生し、同期式BPSK変調回路27は送信データの極性に応じて擬似雑音符号を正極性と逆極性に分け、擬似雑音符号に同期する形でバイナリ位相シフトキーイング変調し、帯域通過フィルタ

28はバイナリ位相シフトキーイング変調信号の不要帯域伝送に制限を加え、送信波を送信する。受信機40では、同期式BPSK復調回路45は送信機20からの送信波に同期する形でバイナリ位相シフトキーイング復調を行い、デジタルPN符号相関信号発生回路46は復号ビットの1ビット毎に過去のNビットに対して擬似雑音符号との相関値を出力し、相関値を利用し、同期検出および自己同期制御を行い、同期タイミング・RTに同期して、相関値判定器47はNビットに対する、相関値が正か負かによる多数決判定を施して送信データを解読する。

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0010

【補正方法】変更

【補正内容】

【0010】請求項2の発明において、送信機20は受信機40における同期確立が成立した状態で受信タイミングに同期して送信データの極性を固定した状態でいわゆる逆拡散用送信波およびその逆極性の送信波を作る。受信機40では、不要波の混入した送信波を受信し、合成器61、62は該受信波の帯域通過後の高周波増幅波と、逆拡散用送信波と、高周波増幅波と逆拡散用逆極性送信波とを各々合成すると、どちらかが本来の送信波が除去され不要波のみ残るが検波器63、64はそれらを各々検波し、比較器65は各々の検波出力を比較し、アナログスイッチ66で検波出力のレベルが低い方に対応する検波出力を選択し、合成器69は選択出力に対して位相反転の高周波へ変換した反転高周波と高周波増幅波とを合成することにより不要波を除去するように作用する。